

⑨ 日本国特許庁 (JP)
⑩ 公開特許公報 (A)

⑪ 特許出願公開
昭56-42495

⑫ Int. Cl.³
H 04 R 5/04
H 04 S 1/00
5/00

識別記号

庁内整理番号
7346-5D
7346-5D
7346-5D

⑬ 公開 昭和56年(1981)4月20日

発明の数 1
審査請求 有

(全 9 頁)

⑭ 音響再生装置

⑮ 特 願 昭54-106358

⑯ 出 願 昭54(1979)8月20日

⑰ 発 明 者 菊池義信

門真市大字門真1006番地松下電
器産業株式会社内

⑱ 発 明 者 山田明寿

⑲ 発 明 者 木村陽一

門真市大字門真1006番地松下電
器産業株式会社内

⑳ 出 願 人 松下電器産業株式会社

門真市大字門真1006番地

㉑ 代 理 人 弁理士 中尾敏男

外1名

明 細 書

1. 発明の名称

音響再生装置

2. 特許請求の範囲

(1) 2個のスピーカとこの2個のスピーカ間の中央線上に位置する聴取者の両耳との間の伝達特性を、上記2個のスピーカの外側の任意の位置に想定された音源と上記聴取者の両耳との間の伝達特性に変換するための方向性判断回路と両耳差創成回路とを有し、左右各チャンネルに上記方向性判断回路を接続し、この方向性判断回路の出力の減算信号を上記両耳差創成回路を介して2分し、この2分された信号を逆相関係で左右各チャンネルに加算することを特徴とする音響再生装置。

(2) 特許請求の範囲第1項記載の音響再生装置において、左右各チャンネルに接続された方向性判断回路の出力の加算信号に数ミリ秒〜数十ミリ秒の初期遅延を与える遅延素子を有し、この遅延素子の出力を2分し、この2分された信号

を逆相関係で左右各チャンネルに加算可能としたステレオ、モノラル両用の音響再生装置。

3. 発明の詳細な説明

本発明は2スピーカ内蔵のステレオカセット、或いは2スピーカ内蔵型の音声多重受信機等の様なスピーカ間隔の狭いステレオ及びモノラル信号を再生する音響再生装置に関するものである。

上記スピーカ間隔の狭い音響再生装置は外形寸法等の制約により良好なステレオ感、臨場感が通常の再生方式では得られないものである。本発明は例えば音声多重テレビ音声の様なステレオ信号とモノラル信号が再生される装置において、モノラル信号の再生音に臨場感、ステレオ信号再生時の音場拡大効果に於いてより明確な音像定位、臨場感が得られると共に、モノラル及びステレオ信号双方に対する信号制御回路の大部分をコンパブルにできるもので、合理的にモノラル、ステレオ音声の音場拡大を実現するものである。まず、従来のこの種の装置について説明する。

第1図、第2図、第3図は従来のステレオ信号

3
専用の音像拡大回路を示している。第1図は最も簡単な音像拡大回路であり、左右両チャンネルL, Rのそれぞれから、メインチャンネル信号レベル比 α ($\alpha < 1$)の位相反転信号を創成し、他方のチャンネルに加算し、2スピーカ再生時の受聴者両耳に生じるクロストーク音成分を打消し、または減少せしめ音像拡大効果を得ようとするものである。回路的には、位相反転型の増巾度 α の増巾器1, 2及び加算器3, 4で構成されるが、この方式は、ステレオ信号の低域成分が主に同相で入力される為に、加算器3, 4で混合される時点で低域成分が減少し、その割合は拡大量を増す($\alpha \approx 1$)程大きくなるものである。この第1図の回路の欠点を除去する目的で考案されたのが第2図に示す音像拡大回路である。

第2図に示す回路は、第1図の増巾器1, 2の前或いは後にハイパスフィルタ5, 6を挿入したもので、低域成分をあらかじめ除外して反転増巾器7, 8及び加算器9, 10で同相低域成分の打消しを阻止する様にしたものである、この方式

5
相関上の操作が必要で、第4図にモノラル信号の音像拡大回路の基本的な一例を示す。第4図に於いて、10はモノラル信号が入力される入力信号端子、20は遅延回路で通常数 $\mu s \sim +$ 数 ms の初期遅延時間を有するものである。遅延信号出力は加算器21, 22で互いに逆位相く位相特性を持たせる場合もある)でもとの入力信号と混合し、それぞれ出力端子0U1, 0U2に出力される。この混合2信号の周波数特性は例えば第5図の様になり出力振巾は図の様に周波数に対して、ピーク、ディップ交互に生じ、しかも、0U1, 0U2の振巾特性の関係は完全対称となって、この2信号が2つのスピーカで再生されると、スピーカ中央で受聴した時、両耳の点でもこの特性関係が維持される。この事は、モノラル入力信号の周波数変化に応じて、両耳間の音圧関係が常時変化する事になり、受聴者は音圧強度の高い方に音方向を感じ取る結果、音像の拡大現象が生じる。この回路ではステレオ信号を入力した時、信号成分の中で、モノラル成分については拡大効果を呈

4
は第1図方式に比較し再生音の周波数バランスは良くなるが、完全では無く、しかも音像定位の解像度は第1図方式と同様良くないものである。

第3図は第2図方式を更に改善するもので、第3図中、11, 12は低域信号キャンセル阻止用ハイパスフィルタ、13, 14は増巾度 α の反転増巾器であり、この反転増幅器13, 14の後にローパスフィルタ15, 16を挿入している。17, 18は加算器である。上記ローパスフィルタ15, 16は受聴両耳のクロストーク音の周波数特性と中高音信号域で近づけさせて、打消し効果を高めると同時に再生音の周波数特性バランスも幾分改善させる。従って音像定位の解像度も、第2図方式より向上し、ステレオ信号の音像拡大方式としては実用性の高いものであるが、この方式に於いては両耳間の音の到達時間差を考慮すると更に音像定位の解像度が向上し、より完全なものとなる。

一般にモノラル信号に対して音像の拡大を得る場合、受聴者両耳に振巾、位相(或いは時間)の

6
するが左右分離定位成分には何らの拡大効果は生じないものである。従って、音声多重テレビの様なステレオ、モノラル2種の信号を再生する事を対象としたものにおいて、それぞれの拡大を実現する為には、第1～第3図の様なステレオ拡大回路と別に第4図の様なモノラル拡大回路の2つ信号制御回路が必要となり、回路構成が複雑となるとともにコスト的な点で非常に不利となるものである。

本発明は以上の点に鑑み、モノラル信号拡大回路が容易に付加できるステレオ信号の拡大回路を構成し、しかも、人工頭を用いたステレオ音源と受聴者間の音の伝達関数を測定し、これら測定データを駆使して、音像定位精度の高い、しかも実用的なモノラル、ステレオコンパチブルの音像拡大回路を実現するものである。

本発明はスピーカ間隔の狭いステレオ、モノラル再生装、例えば音声多重テレビ等に適用するものであり、以下に音声多重テレビの例について説明する。

テレビにおいては遠視距離が存在し、ステレオスピーカ間隔に対し、再生音受聴距離の比率が大きくなり、その為に音源スピーカに対する受聴角は数度～十数度、と、ステレオ標準受聴角とされている±30度に対して非常に小さいものとなる。この為、通常状態でステレオ再生をした場合十分なステレオ感が得られないものとなる。この為にステレオ音像拡大回路が必要となる。

第6図はステレオ受聴状態の模式図を示している。この場合、スピーカSP1、スピーカSP2は音声多重テレビ内蔵のステレオスピーカである。前述のように音声多重テレビの場合受聴角θは小さく、この場合θ=15°と想定する。A、BはそれぞれスピーカSP1(スピーカSP2)と聴取者両耳23、24間の伝達関数である。スピーカSP2は音像拡大作用による、スピーカSP1の音源拡大定位の位置と想定したもので、受聴角をφとする。C、DはそれぞれスピーカSP1と聴取者両耳23、24間の伝達関数である。伝達関数は音源位置固有のものであり、受聴角φの音源

位置を実現する為には、スピーカSP1、スピーカSP2の伝達関数A、Bと、ステレオ2チャンネル系での信号制御回路により、聴取者両耳23、24のそれぞれで伝達関数C、Dを実現させなければならない。A、B、C、Dのそれぞれの伝達関数のレスポンスがどの様になるか、θ=15°、φ=90°の場合について人工頭を用いた測定例を、第8図、第9図に示す。(振巾特性のみ)

この測定データは、音源スピーカ、人工頭マイク個有伝達特性を平均に補正した上で、音源スピーカにインパルスを入力し、人工頭マイク出力をフーリエ変換して得たもので、音源スピーカと人工頭耳道入口迄の、空間振巾特性を受聴角θ=15°、90°測定距離1.5mについてのメイン系振巾特性をそれぞれ示している。

次に第7図(a)、(b)に示す様に、受聴角θのステレオ受聴系(b)で、(a)の受聴角φの音像定位を得る信号制御回路の伝達特性E1、E2を求めてみる。第7図(a)に於いて、スピーカSP1音源による聴取者両耳圧は、それぞれ以下の通りである。

$$\begin{aligned} \text{右耳音圧: } [P_R] &= C \\ \text{左耳音圧: } [P_L] &= D \end{aligned} \quad (1)$$

次に第7図(b)に於いての聴取者両耳音圧は

$$\begin{aligned} \text{右耳音圧: } [P_R] &= E_1 * A + E_2 * B \\ \text{左耳音圧: } [P_L] &= E_1 * B + E_2 * A \end{aligned} \quad (2)$$

従って、上式(1)、(2)から聴取者両耳音圧を等価とする為には

$$\begin{aligned} [P_R] &= [P_R], [P_L] = [P_L] \text{ ゆえに、} \\ C &= E_1 * A + E_2 * B \\ D &= E_1 * B + E_2 * A \end{aligned} \quad (3)$$

(3)式より求める制御回路E1、E2を求めると、

$$E_1 = \frac{A * C - D * B}{A^2 - B^2} \quad (4)$$

$$E_2 = \frac{A * D - C * B}{A^2 - B^2} \quad (5)$$

となる。又第7図電気回路による信号制御ブロックは、第10図に示すブロックに変換でき、更にステレオ系では第11図の制御系となる。第10図、第11図中の制御ブロック $\frac{E_2}{E_1}$ は(4)、(5)式より(6)式の様になる。

$$\frac{E_2}{E_1} = \frac{A * D - C * B}{A * C - D * B} \quad (6)$$

以上からステレオ信号系による音像拡大再生系を第11図の通り実現できるが、本発明では、モノラル信号の音像拡大制御系と、その制御回路上のコンパチビリティを実現するものであり、モノラル、ステレオ信号音像拡大制御系として第12図の制御ブロックを提案するものである。第12図中、RII、LIIはRチャンネル及びLチャンネル信号入力端子、25、26で示されるF、及び30のGは信号制御回路である。27、28は位相反転器、29、31、32はそれぞれ加算器である。

ここで、第11図制御系と第12図制御系の出力信号を比較してみると、ROIは入力信号を \dot{r} 、LCIは入力信号を \dot{s} とすれば、第11図ROIは出力ROI、及びLCIは出力LOIは

$$ROI = E_1 * \dot{r} + E_2 * \dot{s} \quad (7)$$

$$LOI = E_1 * \dot{s} + E_2 * \dot{r} \quad (8)$$

一方、第12図に於いては、

$$R_{OUT} = (1+G) * F * \dot{r} - F * G * \dot{s} \quad (9)$$

$$L_{OUT} = (1+G) * F * \dot{s} - F * G * \dot{r} \quad (10)$$

従って、(9)と(10)と(11)と(10)とを等価にする条件は、

$$E_1 = (1+G) * F \quad (11)$$

$$E_2 = -F * G \quad (12)$$

(11)、(12)より、第12図中のF、Gを求めると、

$$F = E_1 + E_2 \quad (13)$$

$$G = -\frac{E_2}{E_1 + E_2} \quad (14)$$

となる。(13)、(14)に(4)及び(5)を代入すると、

$$F = \frac{C+D}{A+B} \quad (15)$$

$$G = \frac{A*D - C*B}{(A+B)*(C+D)} \quad (16)$$

となる。以上から、第12図の信号制御系で第11図の信号制御系と等価、すなわち、同等のステレオ音像拡大効果を得る為にはF、及びGの信

号制御回路K、(15)、(16)式で示される伝達特性を与えれば良い事がわかる。なお回路Fは主に音像の方向性を判断させるための要素となり、回路Gは主に両耳への音の振巾差、位相差(時間差)を創成するための要素となる。すなわち第13図の信号制御系で実現できる。そこで、先に測定した伝達関数データ、A、B、C、Dにより、 $\theta = 15^\circ$ 、 $\phi = 90^\circ$ と置いた場合の計算結果を第14～第17図に示す。第14図は、Fの振巾特性、第15図はFの位相特性、第16図はGの振巾特性、第17図はGの位相特性である。第17図Gの位相特性は周波数で微分した結果、この計算例では遅延時間 $\tau = 170(\mu s)$ が得られた。

以上の様に、第13図に示す制御ブロックに於いて、第14～17図に示す伝達特性を電気回路で実現すれば、理想的なステレオ音像拡大回路が実現できるものである。

次にモノラル信号音像拡大回路を付加した回路について説明する。第18図は本発明による、モ

ノラル、ステレオコンパチブルな音像拡大回路であり、モノラル信号音像拡大回路の信号の経路を説明する。33は加算器で、RCH、LCHからの入力信号は、方向性判断回路 $\left(\frac{C+D}{A+B}\right)$ を介して加算器33で加算されアナログ信号遅延素子(BBD)34で数 $m-1$ の初期遅延を与えられローパスフィルター35に輸入され、スイッチ36にて、接点aのモードで加算器37、39へ反転位相で入力され、ここで演算回路からの直接信号と合成される。38、42は位相反転器である。加算器37、39の出力信号は第5図に示される様な振巾特性を有し、第4図に示す従来モノラル信号音像拡大回路と同様の原理で音像拡大効果が得られる。本発明のモノラル音像拡大回路ではBBDの入力信号をRCHとLCHの方向性判断回路の出力側から取っている為、第14図に示す特性と逆特性のローパスフィルターを構成すればBBDのクロックパルス除去と出力信号の平坦性を実現できるものであり、加算器37、39の合成出力信号の周波数特性の平坦性も向上でき

るものである。又、第18図に示す本発明によれば両耳差創成回路41の出力信号と、ローパスフィルター35の出力信号とを加算器40で加算すれば、スイッチ36の接点bで、モノラル、ステレオ両信号成分に対して音像拡大効果が発揮される。これは通常のステレオソース等の様に左右独立定位信号と中央定位同相信号が混在する場合有効で中央定位音像に距離感が付加され音像拡大効果より増強されるものとなる。

以上の様に本発明では、モノラル用の遅延回路を別途設け、スイッチ回路により、簡単にモノラル、ステレオの音像拡大効果が得られるものである。次に方向性判断回路、すなわち $\frac{C+D}{A+B}$ の具体的回路を示す。

第19図はコンデンサC抵抗Rによって構成される最もシンプルな回路で実用的に十分である。43は信号入力端子、44は出力端子で $T=0$ で求まる周波数から $64/001$ 増加する周波数特性が得られ、第20図に周波数特性を示す。なお $T = \frac{R}{R_1 + R_2} T_1$ である。

次に両耳差創成回路 $\frac{A \times D - C \times B}{(A+B) \times (C+D)}$ の回路を示す。第21図はトランジスタ2石とCRで構成する一例であり、45は入力端子、 R_1, R_2 はバイアス抵抗、 Q_1 はトランジスタ、このトランジスタ Q_1 のエミッタ、コレクタに抵抗 R_3, R_4 を挿入して位相反転回路を構成する。また C_1, R_5 によりフーズシフターを構成する、トランジスタ Q_2 はエミッタホロワで、シフター出力信号は、 C_2, R_7, C_3 で周波数補正される。すなわち、 $C_2: R_7 = T_1, \frac{R_5}{R_7 + R_6} T_1 = T_2, \frac{R_7 \times R_8}{R_7 + R_6} C_2 = T_3$ で決まる時定数で周波数特性が求まる。ステレオ信号時の遅延時間はフーズシフターとローパスフィルターで創成され、 $T_5 = C_1 R_8 + T_3$ で求まる。第22図はその特性である。

これら回路で構成される第18図の回路の拡大効果を確認した所、ステレオ時の音像定位は従来例のどの方式よりも音像定位の明確さ、音質に於いて、明らかに優れている事が確認された。またモノラル時についても音像拡大効果が十分感じら

れ、特にテレビ放送の歌番組、スポーツ中継で非常に効果的であった。

本発明は上記のような構成であり、本発明によれば以下に示す効果が得られるものである。

- (1) 従来例より音像定位が明確、異和感が少ないステレオ音像拡大効果が得られる。
- (2) 音像拡大幅を大きくする事による音質の劣化が少ない。
- (3) モノラル専用の遅延回路を付加するだけで、モノラル、ステレオコンパチブルな拡大回路を構成できる。
- (4) 2つの遅延出力信号の合成により、通常ステレオソースの拡大効果を更に増強できる。

4. 図面の簡単な説明

第1図～第3図はそれぞれ従来のステレオ音像拡大回路のブロック図、第4図は従来のモノラル音像拡大回路のブロック図、第5図は同回路の出力信号の周波数特性図、第6図はステレオ受聴時の概略図、第7図(A)は受聴角 ϕ の受聴状態を示す概略図、第7図(B)は第7図(A)と等価な2チャネル

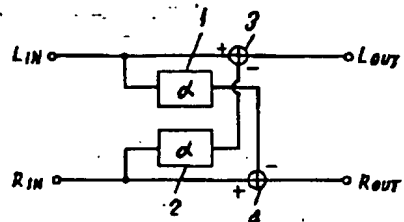
制御系の概略図、第8図は受聴角15°の伝達関数 A, B の振巾特性図、第9図は受聴角90°の伝達関数 C, D の振巾特性図、第10図は第7図(B)と等価なモノラル制御系のブロック図、第11図は第7図(B)と等価なステレオ音像拡大制御系のブロック図、第12図は本発明の音響再生装置の基本構成を示すブロック図、第13図は同装置を伝達関数で示すブロック図、第14図は同装置の方向性判断回路の振巾特性の計算結果を示す図、第15図は同回路の位相特性の計算結果を示す図、第16図は同装置の両耳差創成回路の振巾特性の計算結果を示す図、第17図は同回路の位相特性の計算結果を示す図、第18図は本発明の他の実施例のブロック図、第19図は同装置の方向性判断回路の電気回路図、第20図は同周波数特性図、第21図は同装置の両耳差創成回路の電気回路図、第22図は同周波数特性図である。

25, 26……方向性判断回路、27, 28……位相反転器、29……加算器、30……両耳差創成回路、31, 32……加算器、33……加算

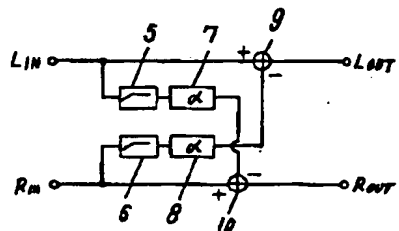
器、34……アナログ信号遅延素子、35……ローパスフィルター、36……スイッチ、37……加算器、38……位相反転器、39, 40……加算器、41……両耳差創成回路、42……位相反転器。

代理人の氏名 弁護士 中 尾 敏 男 ほか2名

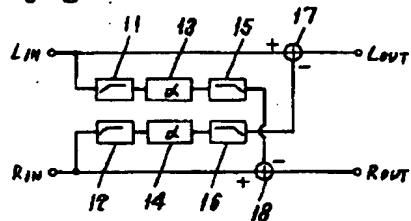
第 1 图



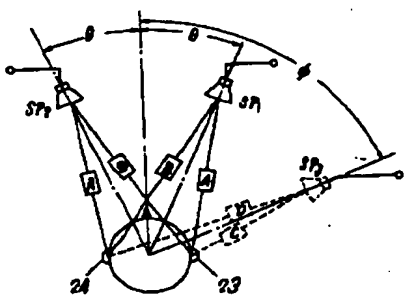
第 2 图



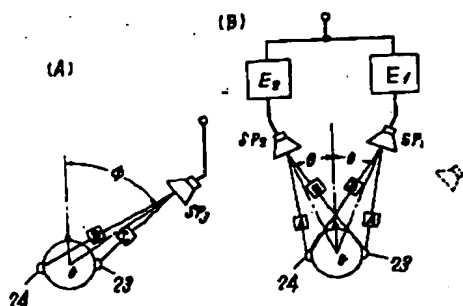
第 3 图



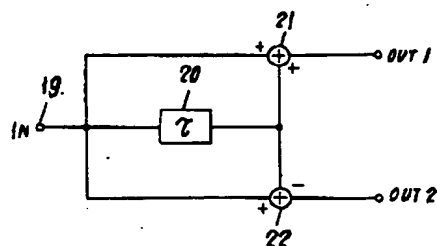
第 6 图



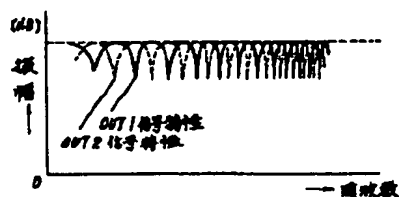
第 7 图



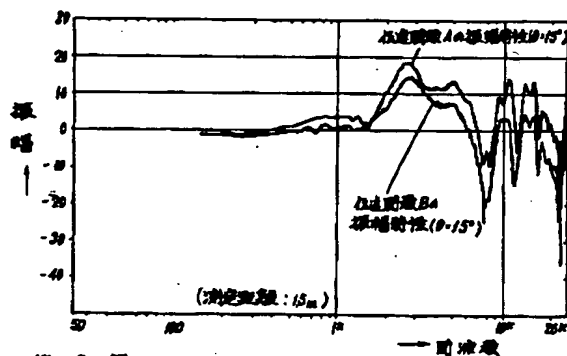
第 4 图



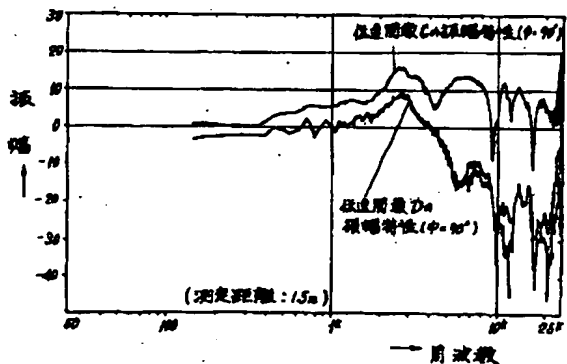
第 5 图



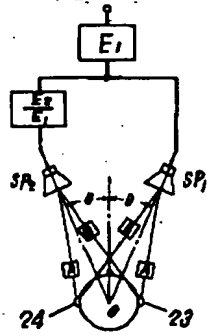
第 8 图



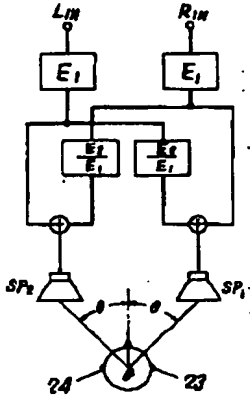
第 9 图



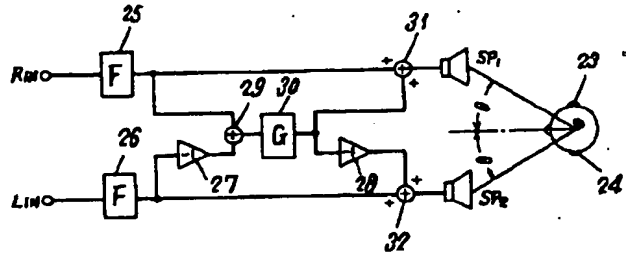
第 1 0 圖



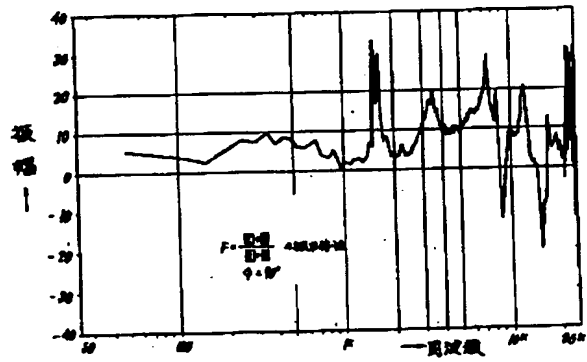
第 1 1 圖



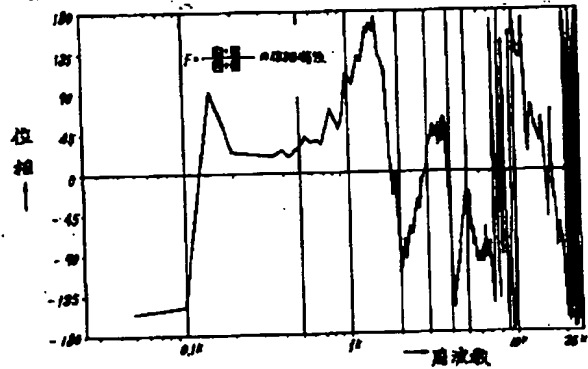
第 1 2 圖



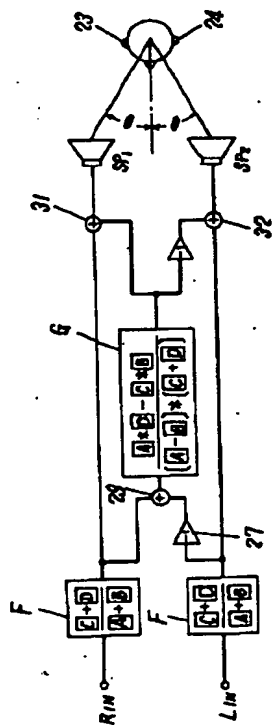
第 1 4 圖



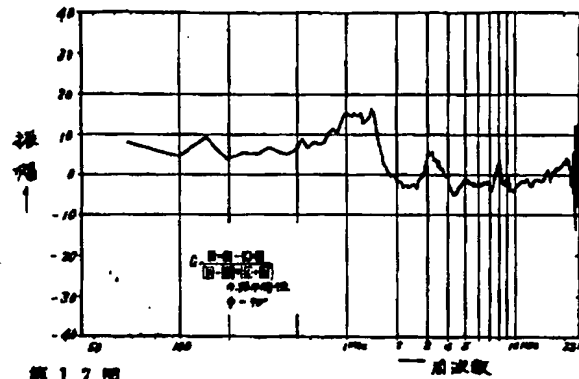
第 1 5 圖



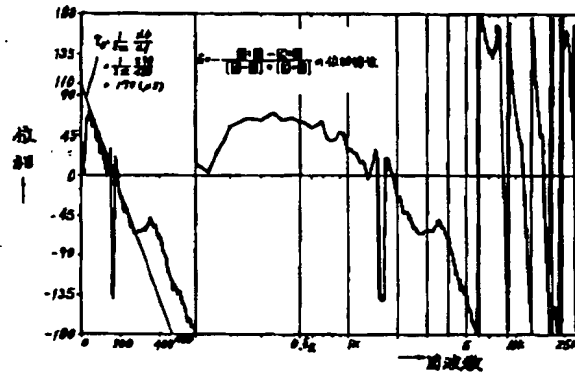
第 1 3 圖



第 16 圖

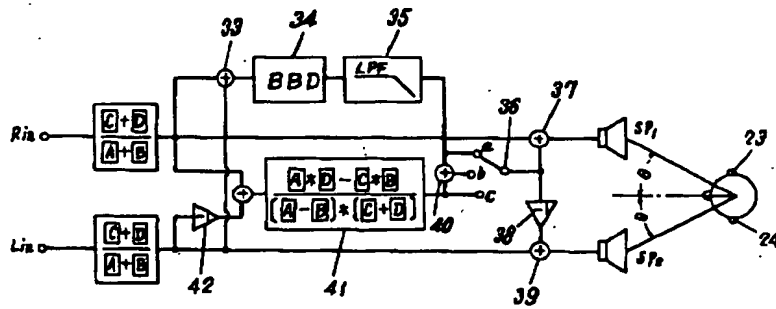


第 17 圖

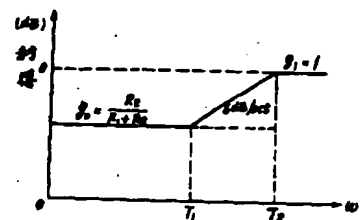


第 19 圖

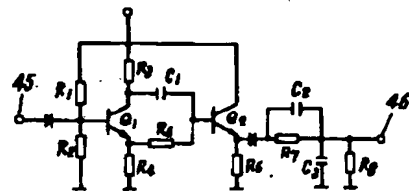
第 18 圖



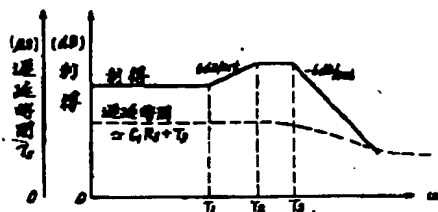
第 20 圖



第 21 図



第 22 図



特願昭56- 42495(9)

手続補正書

昭和 56 年 10 月 22 日

特許庁長官殿

1 事件の表示

昭和 54 年 特 許 願 第 100355 号

2 発明の名称

音響再生装置

3 補正をする者

事件との関係

特 許 出 願 人

住 所 大阪府門真市大字門真1006番地

名 称 (582) 松下電器産業株式会社

代 表 者 山 下 俊 彦

4 代 理 人

〒 571

住 所 大阪府門真市大字門真1006番地

松下電器産業株式会社内

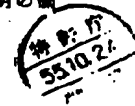
正 名 (5971) 弁理士 中 尾 敏 郎

(ほか 1 名)

〔連絡先 電話06(52)437-1121 特許分40〕

5 補正の対象

明細書の発明の詳細な説明の欄



●、補正の内容

- (1) 明細書第3頁第10行～同第11行の「主に同相で入力される為、」を「主に同相で2チャンネルに入力される為、」に補正します。
- (2) 同第7頁第4行の「数度～十数度」を「数度～10数度」に補正します。
- (3) 同第10頁第9行の「付加するだけで、」を「付加するだけで、」に補正します。

2 ページ

English Abstract

Japanese Patent Laid-open No. 42,495/1981

. . . Citation 3

(54) ACOUSTIC REPRODUCING DEVICE

(11) 56-42495 (A) (43) 20.4.1981 (19) JP

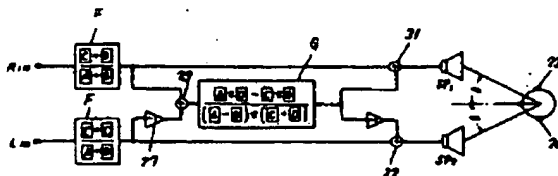
(21) Appl. No. 54-106358 (22) 20.8.1979

(71) MATSUSHITA DENKI SANGYO K.K. (72) YOSHINOBU KIKUCHI(2)

(51) Int. Cl. H04R5/04, H04S1/00, H04S5/00

PURPOSE: To obtain the clearness and presence of sound image localization and also to prevent sound-quality deterioration due to sound-image expansion by dividing the subtraction signal of the outputs of directivity judging circuits for right and left channels into two by a both-ear difference creating circuit and then by adding them to right and left channels out of phase.

CONSTITUTION: Directivity judging circuits F are connected to right and left channels R_{IN} and L_{IN} respectively and the subtraction signal of the outputs of those directivity judging circuits F is divided by both-ear difference creating circuit G into two, which are applied to the right and left channels being out of phase. Directivity judging circuits F and both-ear difference creating circuit G are given transfer characteristics fixed by expressions 15 and 16, so that even when a sound image is expanded, the same acoustic reproducing effect can be realized. In expressions 15 and 16, A and B are transfer functions between loudspeakers SP_1 and SP_2 , and between ears 23 and 24, and C and D are those between imaginary loudspeaker SP_3 and the ears.



$$F = \frac{C + D}{A + B} \quad (15)$$

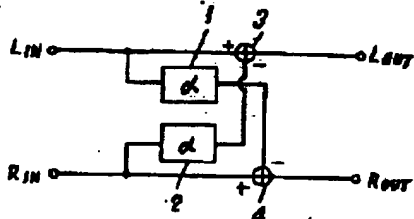
$$G = \frac{A * D - C * B}{(A - B) * (C + D)} \quad (16)$$

Japanese Patent Laid-open No. 42,495/1981

. . . Citation 3

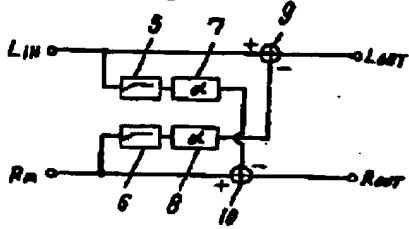
第 1 図

Fig. 1



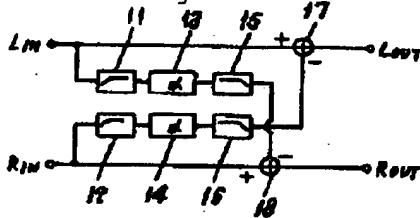
第 2 図

Fig. 2



第 3 図

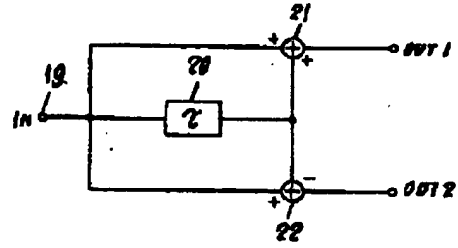
Fig. 3



特開昭56- 42495(6)

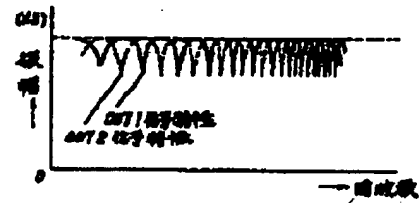
第 4 図

Fig. 4



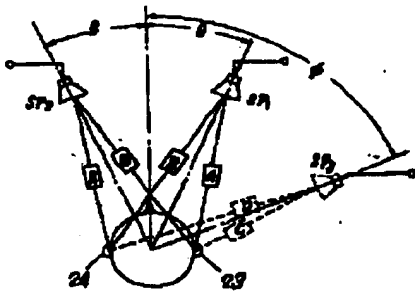
第 5 図

Fig. 5



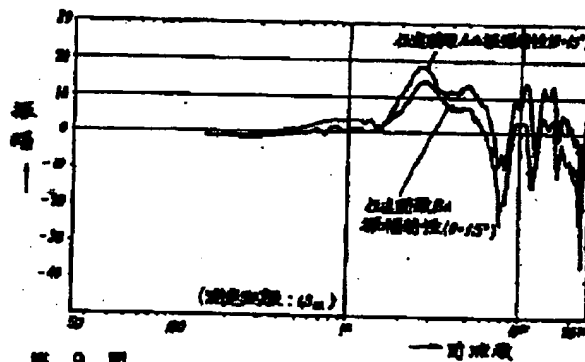
第 6 図

Fig. 6



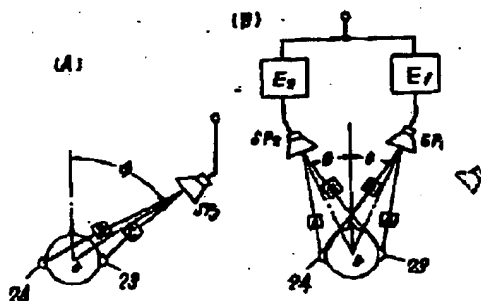
第 8 図

Fig. 8



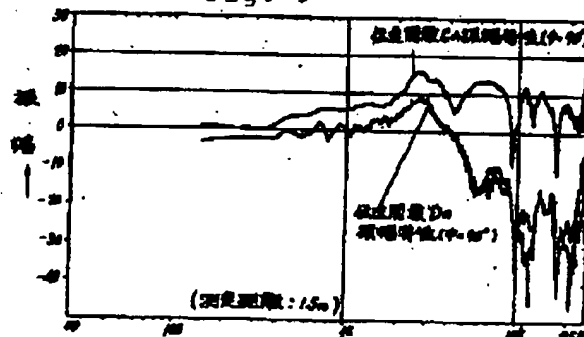
第 7 図

Fig. 7



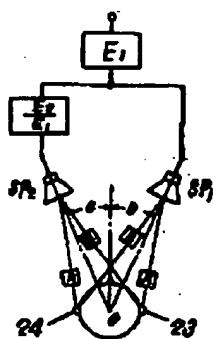
第 9 図

Fig. 9

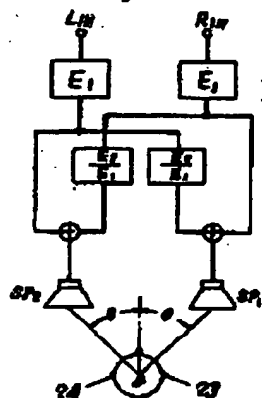


Japanese Patent Laid-open No. 42,495/1981 特開 58- 42495(7)

第 10 図 Fig. 10

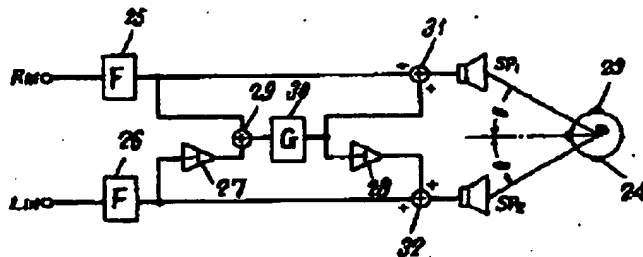


第 11 図 Fig. 11

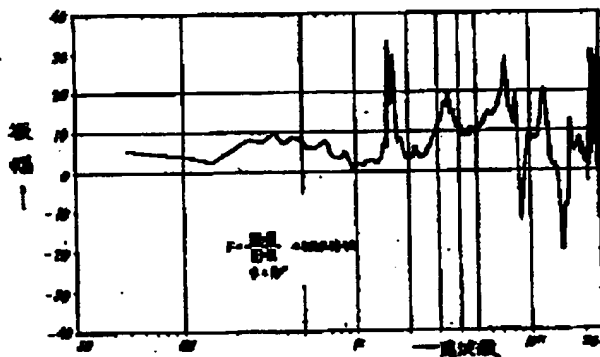


第 12 図

Fig. 12



第 14 図 Fig. 14



第 15 図 Fig. 15

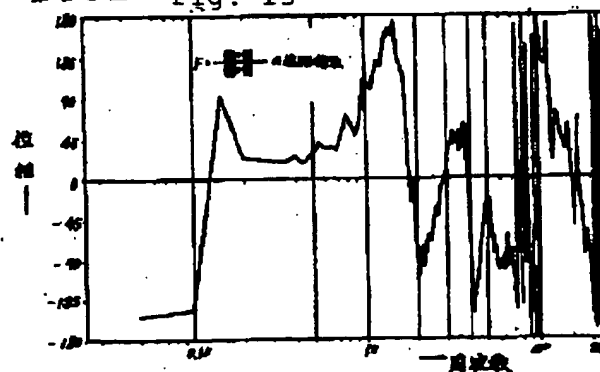
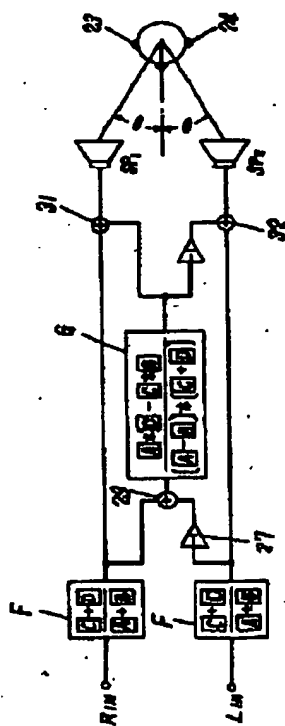


Fig. 13

第 13 図

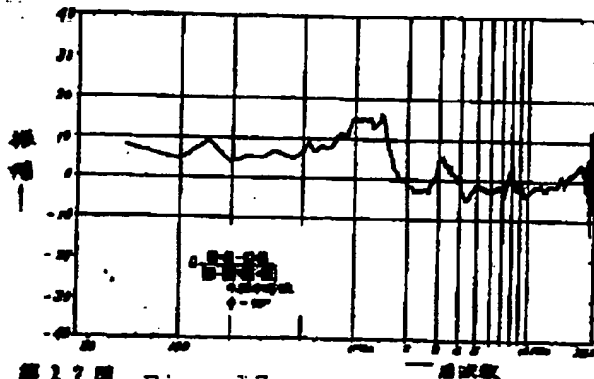


Japanese Patent Laid-open No. 42,495/1981

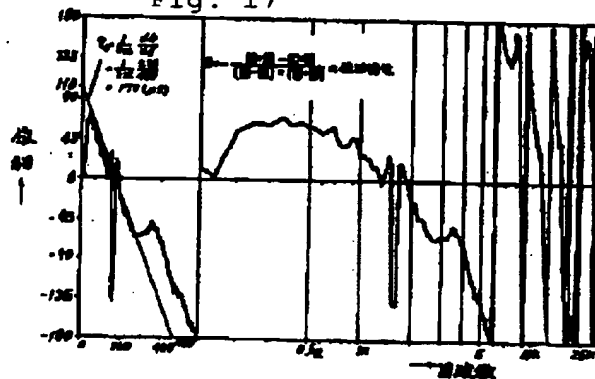
. . . Citation 3

第16圖 Fig. 16

特開56-42495(B)

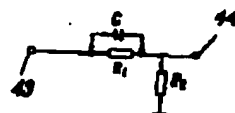


第17圖 Fig. 17



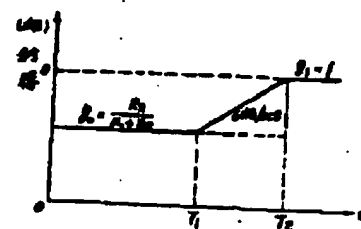
第18圖

Fig. 19



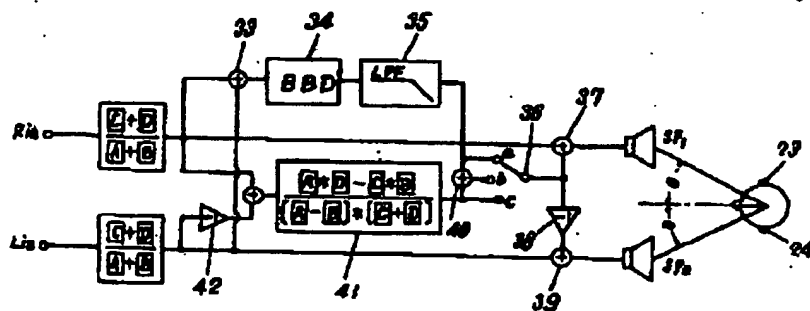
第20圖

Fig. 20



第18圖

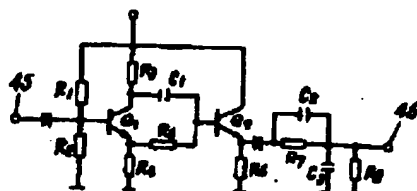
Fig. 18



Japanese Patent Laid-open No. 42,495/1981

. . . Citation 3

第 21 図 Fig. 21



第 22 図 Fig. 22

